







HOMODYNE RECEIVER AND PROCESS FOR DIRECT CONVERSION

Patent number: WO9410757
Publication date: 1994-05-11
Inventor: BEHRENT HERMANN [DE]
Applicant: DATARADIO ENG & CONSULT [DE];; BEHRENT HERMANN [DE]
Classification:
- international: H04B1/30; H03D1/22
- european: H03D1/22E; H04B1/30
Application number: WO1993DE01035 19931028
Priority number(s): DE19924236546 19921029

Also published as:

 EP0595277 (A1)
 US5850598 (A1)
 EP0595277 (B1)
 DE4236546 (C1)

Cited documents:

 EP0490275
 XP000204191

Abstract of WO9410757

The invention pertains to a homodyne receiver and a process for direct conversion of angle-modulated carrier signals, especially those that have a d.c.-voltage component in the converted signal (IF). With many types of modulation the (short-time) d.c. component of the conversion signal contains information about the modulating signal. Additional d.c. offsets are usually separated out by using a bandpass for the IF signal. In the process, however, the information-containing d.c. components of the converted signal are lost; as a result the demodulated signal is disturbed and in particular the distortion factor is raised. To avoid this the invention provides that the local oscillator for generating inphase and quadrature signals has a frequency offset from the carrier frequency of the received signal so that the frequency differential between carrier frequency and oscillator frequency is in the transmission band of the bandpasses used to suppress undesirable mixes, carrier remainders and d.c. offsets.

Data supplied from the *esp@cenet* database - Worldwide

PCT
WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro
INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)



<p>(51) Internationale Patentklassifikation 5 : H04B 1/30, H03D 1/22</p>	<p>A1</p>	<p>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 94/10757</p> <p>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 11. Mai 1994 (11.05.94)</p>
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE93/01035</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 28. Oktober 1993 (28.10.93)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: P 42 36 546.5 29. Oktober 1992 (29.10.92) DE</p> <p>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): DATA-RADIO ENGINEERING & CONSULTING GMBH [DE/DE]; Rogahner Strasse 66, D-19061 Schwerin (DE).</p> <p>(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US) : BEHRENT, Hermann [DE/DE]; Langenstücken 14, D-22958 Kuddewörde (DE).</p> <p>(81) Bestimmungsstaaten: JP, US.</p>		<p>Veröffentlicht <i>Mit internationalem Recherchenbericht. Vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche zugelassenen Frist. Veröffentlichung wird wiederholt falls Änderungen eintreffen.</i></p>
<p>(54) Title: HOMODYNE RECEIVER AND PROCESS FOR DIRECT CONVERSION</p> <p>(54) Bezeichnung: HOMODYNEPFPÄNGER UND VERFAHREN ZUR DIREKTEN KONVERTIERUNG</p>		
<p>(57) Abstract</p> <p>The invention pertains to a homodyne receiver and a process for direct conversion of angle-modulated carrier signals, especially those that have a d.c.-voltage component in the converted signal (IF). With many types of modulation the (short-time) d.c. component of the conversion signal contains information about the modulating signal. Additional d.c. offsets are usually separated out by using a bandpass for the IF signal. In the process, however, the information-containing d.c. components of the converted signal are lost; as a result the demodulated signal is disturbed and in particular the distortion factor is raised. To avoid this the invention provides that the local oscillator for generating inphase and quadrature signals has a frequency offset from the carrier frequency of the received signal so that the frequency differential between carrier frequency and oscillator frequency is in the transmission band of the bandpasses used to suppress undesirable mixes, carrier remainders and d.c. offsets.</p>		
<p>(57) Zusammenfassung</p> <p>Die Erfindung betrifft einen Homodynepfänger und ein Verfahren zur direkten Konvertierung von winkelmodulierten Trägersignalen, insbesondere solchen, die einen Gleichspannungsanteil im konvertierten Signal (ZF) aufweisen. Bei vielen Modulationsarten enthält der (kurzzeitige) DC-Anteil des konvertierten Signals Informationen über das modulierende Signal. Zusätzlich entstehende DC-Offsets werden üblicherweise durch die Verwendung eines Bandpasses für das ZF-Signal abgetrennt. Hierbei gehen jedoch die Informationen enthaltenden DC-Anteile des konvertierten Signals verloren, wodurch das demodulierte Signal gestört, insbesondere der Klirrfaktor erhöht wird. Um dies zu vermeiden, ist vorgesehen, daß der lokale Oszillator zur Erzeugung von I- und Q-Signalen eine Frequenzablage zur Trägerfrequenz des empfangenden Signals hat, so daß die Differenzfrequenz zwischen Trägerfrequenz und Oszillatorfrequenz im Durchlaßbereich von den Bandpässen zur Unterdrückung von unerwünschten Mischprodukten, Trägerresten und DC-Offsets liegt.</p>		

Homodynempfänger und Verfahren zur direkten Konvertierung

Die Erfindung betrifft einen Homodynempfänger und ein Verfahren zur direkten Konvertierung (Direct Conversion-Empfänger), insbesondere von winkelmodulierten Trägersignalen, speziell auch solchen, bei denen das konvertierte Signal(ZF) einen Gleichspannungsanteil (DC-Anteil) aufweist.

Direct Conversion-Empfänger sind zum Beispiel aus DE 29 02 952 C2 bekannt. Hiernach genügt es theoretisch, das Empfangssignal gegebenenfalls nach einer Vorverstärkung mit der von einem lokalen Oszillator erzeugten Trägerfrequenz zu mischen und dabei entstehende hohe Summenfrequenzen mit einem Tiefpaß abzutrennen. Das gefilterte Signal soll dem demodulierten Signal entsprechen. Die Frequenz des lokalen Oszillators soll in einer Phasenregelschleife (Phase-Locked Loop; PLL) auf die Trägerfrequenz eingestellt werden. Die PLL zur Frequenz- und Phasenregelung ist erforderlich, weil bei gebräuchlichen Referenzsignalquellen grundsätzlich eine mehr oder minder große Frequenzabweichung zur Trägerfrequenz besteht. Die Synchronisation des lokalen Oszillators mit der Trägerfrequenz bzw. Frequenz des sendenden Oszillators muß also erst erzwungen werden. Hierzu wird der empfangene Träger als Referenzsignal für die Regelung herangezogen. Das zur Regelung des lokalen Oszillators verwendete Fehlersignal kann, wenn das empfangene Signal sehr schwach ist und auf dem Übertragungsweg gestört wird, nicht von dem bei der direkten Umsetzung des modulierten Trägersignals entstehenden DC-offset unterschieden werden. Die PLL-Regelung versagt dann.

Nach GB 2 192 506 wird das winkelmodulierte Eingangssignal in zwei Zweige aufgeteilt und zu den

beiden Zweigen die Frequenz eines lokalen Oszillators zugemischt, wobei für einen Zweig eine Phasenverschiebung der zugemischten Frequenz von 90° eingestellt ist. Das Mischsignal in dem Zweig ohne Phasenverschiebung wird als in-phase Signal (I), das Mischsignal in dem Zweig mit Phasenverschiebung wird als Quadratursignal (Q) bezeichnet. Es sind Tiefpaßfilter und Analog-Digitalwandler vorgesehen. Die digitalen Signale aus beiden Zweigen werden einem digitalen Signalprozessor (DSP) zugeleitet. In diesem wird aus dem I- und Q-Signalen das demodulierte Signal berechnet. Auch die I- und Q-Signale weisen einen von der direkten Umsetzung des modulierten Trägersignals stammenden DC-offset auf. Weitere ungewollte DC-offsets können durch das Übersprechen des lokalen Oszillators auf die Signaleingänge des Mixers und durch die relative Phasenlage des lokalen Oszillators zum Träger des empfangenen Signals entstehen. Gegebenenfalls eingefügte Verstärker führen ebenfalls zu einem weiteren DC-offset. Die Gesamtheit der DC-offset-Spannungen (folgend aus Betriebstemperatur, der Alterung der Bauteile, Phasenlage, Übersprechen, Verstärker-offset) kann bei sehr kleinen Eingangssignalen etliche zehntausendmal größer sein als das Nutzsignal, so daß ein AD-Wandler einen großen Dynamikbereich haben muß, um das Nutzsignal noch auflösen zu können. Damit ist die Verwendung kostengünstiger und schneller AD-Wandler bei der erforderlichen Auflösung des Nutzsignals weitestgehend ausgeschlossen.

Für Heterodyneempfänger wurde die Verwendung eines Bandpasses für das ZF-Signal z.B. in WO 88/10033 vorgeschlagen. Damit werden alle DC-Anteile abgetrennt. Mit den abgetrennten DC-Anteilen werden aber auch DC-Anteile des konvertierten Signals durch die Bandpässe abgetrennt. Bei vielen Modulationsarten enthält der

(kurzzeitige) DC-Anteil des konvertierten Signals Informationen über das modulierende Signal. Mit der Abtrennung des DC-Anteils des konvertierten Signals gehen demzufolge auch Informationen des modulierenden Signals verloren, woraus eine erhebliche Störung des demodulierten Signals folgt. Insbesondere wird der Klirrfaktor erhöht.

EP 0 437 373 A2 betrifft eine Kalibrierungseinrichtung für Homodynempfänger. Hierbei ist unter anderem vorgesehen, in den Signalzweigen für I- und Q-Signale Tiefpässe zur Unterdrückung von unerwünschten Mischprodukten und Trägerresten vorzusehen. Bei Verwendung von Tiefpässen allein wären außerordentlich aufwendige AD-Wandler mit großer Bit-Breite erforderlich.

Nach US 49 44 025 ist ein spezieller Empfänger vorgesehen, der genau gesehen, nicht mehr als Homodynempfänger bezeichnet werden kann. Vielmehr wird durch das Zumischen der Frequenz f_{up} eine Zwischenfrequenz erzeugt. Aus dieser wird mit einem Fehlerverstärker eine Regelung der Frequenz des lokalen Oszillators (f_{offset}) abgeleitet. Abgesehen davon, daß hier eine Regelung verwendet wird, die die bekannten Nachteile, wie Eigenschwingverhalten der Regelung aufweist, ist hier vorgesehen, den lokalen Oszillator zur Erzeugung der I- und Q-Signale mit einer Frequenzablage (f_{offset}) zu betreiben. Für diese Frequenzablage wird vorgesehen, daß sie größer als die halbe Kanalbreite (base band width) sein soll. Dies erfordert entweder eine Spiegelfrequenzselektion oder das ansich brauchbare Spektrum kann nicht vollständig genutzt werden. Insbesondere bei engen Kanalabständen ist eine Nachbarkanalinterferenz nicht zu vermeiden.

Aufgabe der Erfindung war es, einen Homodynempfänger und ein Verfahren zur direkten Konvertierung eines insbesondere winkelmodulierten Trägersignals anzugeben, bei dem einerseits bauteil- und anordnungsbedingte DC-offsets abgetrennt werden, andererseits aber die eigentlichen DC-Anteile des konvertierten Signals für die Demodulation erhalten bleiben.

Die Aufgabe wird durch einen Empfänger mit den Merkmalen des Anspruchs 1 und ein Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 4 gelöst.

Der erfindungsgemäße Homodynempfänger weist für das empfangene Signal einen Signalteiler auf, mit dem das Signal in zwei Signalzweige geführt wird. Es ist ein lokaler Oszillator mit einem direkten und einem phasenverschobenen Ausgang (90°) vorhanden. Die Ausgänge des lokalen Oszillators führen zu in den Signalzweigen angeordneten Mischern zur Erzeugung des I- bzw. Q-Signals. In den beiden Signalzweigen sind Bandpässe zur Unterdrückung von unerwünschten Mischprodukten, Trägerresten und DC-offsets vorgesehen. Zweckmäßigerweise werden zusätzlich Signalverstärker in den beiden Signalzweigen angeordnet. Die beiden Signalzweige werden einem Rechenwerk, vorzugsweise einem digitalen Signalprozessor (DSP), zugeführt. Zwischen den Signalverstärkern und dem DSP sind zweckmäßigerweise geeignete Analog-Digitalwandler angeordnet. Die AD-Wandlung kann aber auch im Rechenwerk selbst erfolgen.

Erfindungsgemäß weist der verwendete lokale Oszillator eine Frequenzablage zur Trägerfrequenz des empfangenen Signals auf. Bei bisher üblichen Empfängern wurde dies möglichst zu vermeiden gesucht. Teilweise wurden sogar aufwendige Regelschleifen verwendet, um die Frequenz des

lokalen Oszillators möglichst genau auf die Trägerfrequenz abzustimmen. Verglichen damit gibt die Erfindung eine gegensätzliche Lehre. Es sollen Bandpässe angeordnet werden und die Frequenz des lokalen Oszillators soll sich von der Trägerfrequenz so weit unterscheiden, daß die eigentlichen DC-Anteile des konvertierten Signals, die nominell bei der Trägerfrequenz liegen würden, in den Durchlaßbereich der Bandpässe angehoben werden. Anders ausgedrückt soll der Betrag der Frequenzablage so gewählt werden, daß er im Durchlaßbereich der Bandpässe liegt. Es kommt also nicht auf eine zufällige Abweichung der Frequenz des lokalen Oszillators von der Trägerfrequenz an, sondern die Frequenzabweichung des lokalen Oszillators von der Trägerfrequenz ist auf den unteren Durchlaßbereich der Bandpässe abgestimmt. Andererseits soll aber die Frequenz des lokalen Oszillators innerhalb des Spektrums des zu empfangenden Signals liegen, um den Sperrabstand zum Nachbarkanal nicht unnötig zu verkleinern.

Durch die Frequenzablage des lokalen Oszillators wird das Spektrum des nach den Mischern vorliegenden konvertierten Signals um die Frequenzablage verschoben. Durch die erfindungsgemäße Bemessungsregel für die Frequenzablage wird der eigentliche DC-Anteil des konvertierten Signals nicht mit dem DC-offset abgetrennt. Durch die erfindungsgemäße Auswahl der Frequenz des lokalen Oszillators in Verbindung mit der so durchgeführten AC-Kopplung wird vorteilhafterweise der Dynamikbereich für den AD-Wandler eingeschränkt ohne Informationen des modulierenden Signals zu verlieren.

Durch die erfindungsgemäß eingestellte Frequenzablage des lokalen Oszillators wird bewußt eine Verzerrung des demodulierten Signals eingestellt. Auch dies führt in eine zu der bisherigen Vorgehensweise entgegengesetzte

Richtung. Die durch die Frequenzablage erzeugte Verzerrung kann im Vergleich zu den übrigen Verzerrungen, die durch den Bandpaß abgetrennt sind, relativ leicht in dem Rechenwerk kompensiert werden. Durch die erfindungsgemäße Kombination einer AC-Kopplung einerseits und der bewußten Einstellung einer Frequenzablage des lokalen Oszillators andererseits werden schwer abtrennbare Verzerrungen durch eine kompensierbare Verzerrung ersetzt. Es können kostengünstige AD-Wandler mit einem Dynamikbereich verwendet werden, der an den Dynamikbereich des Nutzsignals angepaßt ist.

Grundsätzlich muß die Frequenzablage (Differenz zwischen Frequenz des lokalen Oszillators und der Trägerfrequenz) im Durchlaßbereich des Bandpasses liegen. Die Frequenzablage muß also zwischen unterer Grenzfrequenz und oberer Grenzfrequenz des Bandpasses liegen. Da mit der Frequenzablage nicht nur der DC-Anteil des Basisbandsignals angehoben wird, sondern dies für alle Frequenzen des Basisbandsignals zutrifft, muß die Frequenzablage so gewählt werden, daß auch noch die größte zu erwartende (verschobene) Frequenz des Basisbandsignals im Durchlaßbereich des Bandpasses liegt. Es ist ferner der Sperrbereich zwischen benachbarten Übertragungskanälen zu beachten. Unter Annahme eines idealen Bandpasses kann die maximale Frequenzablage den halben Wert der Differenz zwischen dem Kanalmittenabstand und der genutzten Kanalbreite annehmen. Bei einem realen Bandpaß muß die Frequenzablage in Abhängigkeit von der Flankensteilheit kleiner sein. Die Flankensteilheit an der unteren Grenzfrequenz des Bandpasses bestimmt auch die minimal erforderliche Frequenzablage des lokalen Oszillators.

Bei den speziell beabsichtigten Anwendungen des erfindungsgemäßen Empfängers für moderne Mobilfunknetze

sind strenge Restriktionen für Kanalmittenabstand und Kanalbreite vorgegeben. Typischerweise darf die Kanalbreite 60 % des Kanalabstandes betragen. Beispielsweise kann bei einem Kanalabstand von 12,5 kHz mit einer Kanalbreite von 7,5 kHz die maximale Frequenzablage bei idealen Filtern 2,5 kHz betragen. Damit geht zwar ein Teil des Spektrums durch den Bandpaß verloren, die für die Demodulation wichtigere Information über den eigentlichen DC-Anteil bleibt aber erhalten.

Der erfindungsgemäße Homodynempfänger weist ein Rechenwerk auf, das zur Kompensation der durch die konstante Frequenzablage des lokalen Oszillators von der Trägerfrequenz erzeugten Verzerrung ausgebildet ist.

Die erfindungsgemäß erzeugte Verzerrung durch die Frequenzablage ist als zusätzliche stetige Phasenänderung des modulierten Signals erkennbar. Die Demodulation kann zum Beispiel nach dem in GB 2 192 506 beschriebenen Verfahren erfolgen. Die Kompensation der durch die konstante Frequenzablage erzeugten zusätzlichen stetigen Phasenänderung kann zum Beispiel durch eine stückweise Mittelwertbildung erfolgen. Bei einer Modulation mit digitalen Informationen kann die durch die konstante Frequenzablage erzeugte Verzerrung des demodulierten Signals als Steigung einer Ausgleichsgeraden im Phasen-Zeitdiagramm bestimmt und kompensiert werden.

Nach dem erfindungsgemäßen Verfahren wird das empfangene Signal mit einer Frequenz gemischt, die sich von der Trägerfrequenz um einen bewußt eingestellten, bestimmten Betrag unterscheidet, wodurch bewußt eine Verzerrung des demodulierten Signals erzeugt wird. Durch einen Bandpaßfilter werden die Ursachen der bewußt erzeugten Verzerrungen durchgelassen, weitere Verzerrungen wie ungewollte DC-offsets, aber auch unerwünschte

Mischprodukte und Trägerreste, werden abgetrennt. Hierzu wird insbesondere durch die bewußt eingestellte Frequenzablage das Basisbandsignal um den Betrag der Frequenzablage versetzt, wobei diese so gewählt ist, daß sie selbst, aber auch das versetzte konvertierte Signal, im Durchlaßbereich des Bandpasses liegt.

Insbesondere wird das konvertierte Basisband durch die Frequenzablage um einen Betrag versetzt, der kleiner ist als der halbe Wert der Differenz zwischen dem Kanalmittenabstand und der genutzten Kanalbreite.

Erfindungsgemäß wird das um die Frequenzablage versetzte Basisbandsignal digitalisiert, in einem digitalen Signalprozessor demoduliert und in der Weise korrigiert, daß die durch die Frequenzablage erzeugte Verzerrung kompensiert wird. Die Kompensation einer im Basisband als stetige zusätzliche Phasenänderung erkennbaren Verzerrung durch die Frequenzablage erfolgt zum Beispiel durch eine stückweise Mittelwertbildung mit anschließender Subtraktion. Bei einer Modulation mit digitalen Informationen ist die durch die Frequenzablage erzeugte Verzerrung als Steigung einer Ausgleichsgeraden im Phasen-Zeitdiagramm bestimmbar und kann damit kompensiert werden.

Ein Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Verfahrens wird anhand der schematischen Darstellung in Fig. 1 erläutert. Fig. 1 zeigt in schematischer Darstellung ein Blockschaltbild eines Homodynempfängers mit nachgeschaltetem Rechenwerk.

Über die Leitung 1 wird das empfangene Signal einem Signalteiler 2 zugeführt. In dem Signalteiler 2 wird das empfangene Signal in einen ersten Anteil und einen zweiten Anteil aufgeteilt. Der erste Anteil wird über die

Leitung 3 einem Mischer 4 zugeführt. In dem Mischer 4 wird der erste Signalteil mit dem am direkten Ausgang 12 des lokalen Oszillators 11 anliegenden Signal gemischt. Hierdurch entsteht im Mischer 4 das In-phase-Signal (I). Dieses Signal wird über die Leitung 5 dem Bandpaß 6 zugeführt. Dort werden unerwünschte Mischprodukte, Trägerfrequenzreste, aber auch DC-offsets abgetrennt. Das gefilterte Signal wird über die Leitung 7 einem Signalverstärker 8 zugeführt. Das verstärkte Signal wird über die Leitung 9, gegebenenfalls nach Zwischenschaltung eines AD-Wandlers, dem Rechenwerk 10 zugeführt. Der zweite im Signalteiler 2 erzeugte Signalteil wird über die Leitung 16 dem Mischer 15 zugeführt. Im Mischer 15 wird das am Ausgang 13 des lokalen Oszillators 11 anliegende, über die Leitung 14 zugeführte, um 90° phasenverschobene Signal des lokalen Oszillators 11 mit dem zweiten, über die Leitung 16 zugeführten Signalteil gemischt. Das Mischprodukt, das als Quadratursignal (Q) bezeichnet wird, wird über die Leitung 17 dem Bandpaß 18 zugeführt. Die Funktion des Bandpasses 18 entspricht derjenigen des oben beschriebenen Bandpasses 6. Das gefilterte Q-Signal wird über die Leitung 19 einem Signalverstärker 20 zugeleitet. Hiervon wird es gegebenenfalls nach einer nicht dargestellten Analog-Digitalwandlung mit der Leitung 21 in das Rechenwerk 10 geführt. Im Rechenwerk 10 wird die Demodulation mittels der I- und Q-Signale durchgeführt. Hier entsteht ansich das demodulierte Signal, dies ist jedoch noch wegen der erfindungsgemäß vorgesehenen Frequenzablage des lokalen Oszillators verzerrt. Die Verzerrung ist im Phasen-Zeitdiagramm zum Beispiel, wenn das modulierende Signal Sprache ist, als stetiger überlagerter Anstieg im Phasen-Zeitdiagramm erkennbar. Dieser stetige Anstieg wird im Rechenwerk durch stückweise Mittelwertbildung bestimmt und kann dann kompensiert (subtrahiert) werden. Mit der

Leitung 22 wird das demodulierte, entzerrte Signal zu weiteren Baugruppen geführt.

In einer besonderen Ausführung kann vorgesehen sein, daß der lokale Oszillator 11 regelbar ist, um "spread spectrum" Anwendungen zu ermöglichen. Hierfür kann eine Steuerleitung 23 vom Rechenwerk 10 zum lokalen Oszillator 11 führen. Auch hierbei bleibt die erfindungsgemäße vorgesehene Frequenzablage erhalten.

Patentansprüche

1. Homodynempfänger mit einem Signalteiler, einem lokalen Oszillator mit einem direkten und einem phasenverschobenen Ausgang, mit zwei Mischern zur Erzeugung von I- und Q-Signal, zwei Bandpässen zur Unterdrückung von unerwünschten Mischprodukten, Trägerresten und DC-offsets, zwei Signalverstärkern und einem Rechenwerk zur Entzerrung, wobei der lokale Oszillator (11) eine Frequenzablage zur Trägerfrequenz des empfangenen Signals hat, so daß die Differenzfrequenz zwischen Trägerfrequenz und Oszillatorfrequenz im Durchlaßbereich der Bandpässe (6, 18) liegt, dadurch gekennzeichnet, daß die Differenzfrequenz zwischen Trägerfrequenz und Oszillatorfrequenz kleiner ist als der halbe Wert der Differenz zwischen dem Kanalmittenabstand und der genutzten Kanalbreite.
2. Homodynempfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Rechenwerk (10) zur Entfernung der durch die konstante Frequenzablage erzeugten stetigen Phasenänderung des modulierten Signals ausgebildet ist.
3. Homodynempfänger nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Einstellung auf unterschiedliche Trägerfrequenzen der lokale Oszillator (11) regelbar ist.
4. Verfahren zur direkten Konvertierung durch Aufteilung des empfangenen Signals in zwei Signalzweige, Mischung des ersten Signalzweiges mit dem Signal eines lokalen Oszillators, Mischung des zweiten Signalzweiges mit dem um 90° verschobenen Signal eines lokalen Oszillators, Bandpaßfilterung,

Verstärkung, AD-Wandlung und Demodulation sowie Entzerrung in einem Rechenwerk, wobei die Signale beider Signalzweige durch eine bewußt eingestellte Frequenzablage des lokalen Oszillators von der Trägerfrequenz um den Differenzbetrag in den Durchlaßbereich des Bandpasses angehoben werden und die dadurch entstehende Verzerrung des modulierten Signals im Rechenwerk erfolgt, dadurch gekennzeichnet, daß eine Frequenzverschiebung um einen Betrag erfolgt, der kleiner als der halbe Wert der Differenz zwischen Kanalmittenabstand und der genutzten Kanalbreite ist..

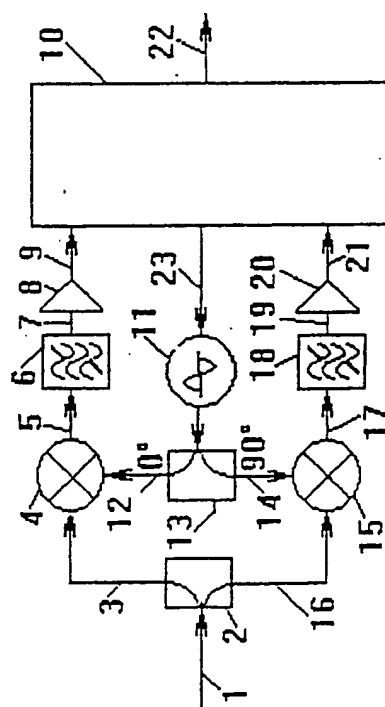


Fig.1

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. Appl. No.
PCT/DE 93/01035

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 5 H04B1/30 H03D1/22

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 5 H04B H03D H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	40TH IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE May 1990 , ORLANDO, FL, US pages 668 - 674 XP204191 SCHULTES ET AL 'A New Incoherent Direct Conversion Receiver' see page 668, column 1, line 21 - column 2, line 28 see page 670, column 1, line 10 - page 671, column 2, line 8; figure 1 ---	1,4
A	EP, A, 0 490 275 (HUGHES AIRCRAFT) 17 June 1992 see abstract; figure 1 -----	1,4

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents :

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *&* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search 15 March 1994	Date of mailing of the international search report 30. 03. 94
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax (+31-70) 340-3016	Authorized officer Andersen, J

Information on patent family members

PCT/DE 93/01035

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE 93/01035

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 5 H04B1/30 H03D1/22

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 5 H04B H03D H04L

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	40TH IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE Mai 1990, ORLANDO, FL, US Seiten 668 - 674 XP204191 SCHULTES ET AL 'A New Incoherent Direct Conversion Receiver' siehe Seite 668, Spalte 1, Zeile 21 - Spalte 2, Zeile 28 siehe Seite 670, Spalte 1, Zeile 10 - Seite 671, Spalte 2, Zeile 8; Abbildung 1 ----	1, 4
A	EP, A, 0 490 275 (HUGHES AIRCRAFT) 17. Juni 1992 siehe Zusammenfassung; Abbildung 1 -----	1, 4

☐ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

'A' Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

'E' älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

'L' Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

'O' Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

'P' Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

'T' Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

'X' Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

'Y' Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

'Z' Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

15. März 1994

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

30. 03. 94

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+ 31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Beauftragter

Andersen, J



US005850598A

United States Patent [19][11] **Patent Number:** **5,850,598****Behrent**[45] **Date of Patent:** **Dec. 15, 1998**[54] **HOMODYNE RECEIVER AND PROCESS
FOR DIRECT CONVERSION**

4,736,390	4/1988	Ward et al.	455/324
4,766,392	8/1988	Moore	455/324
4,944,025	7/1990	Gehring et al.	455/316

[75] **Inventor:** Hermann Behrent, Kuddewoerde,
Germany[73] **Assignee:** Sican Gesellschaft fur
Silizium-Anwendungen und Cad/Cat,
Germany*Primary Examiner*—Edward F. Urban*Assistant Examiner*—Lee Nguyen*Attorney, Agent, or Firm*—Stein, Schifino & Van Der Wall[21] **Appl. No.:** 256,106[57] **ABSTRACT**[22] **PCT Filed:** Oct. 29, 1993[86] **PCT No.:** PCT/DE93/01035

§ 371 Date: Sep. 22, 1994

§ 102(e) Date: Sep. 22, 1994

[87] **PCT Pub. No.:** WO94/10757**PCT Pub. Date:** May 11, 1994[30] **Foreign Application Priority Data**

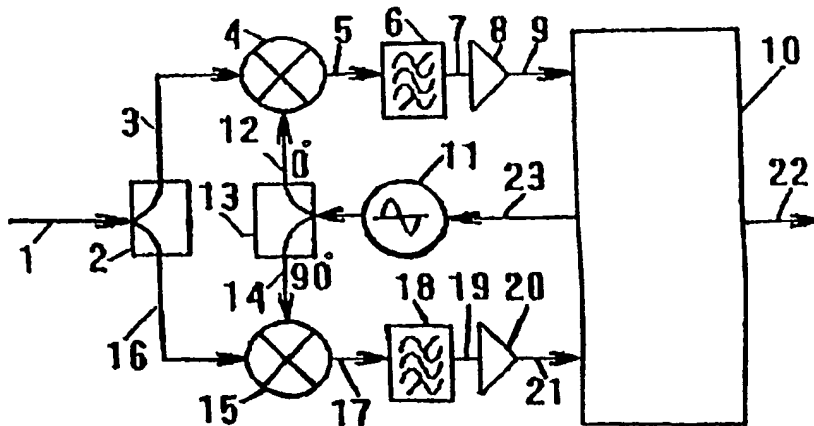
Oct. 29, 1992 [DE] Germany 42 36 546.5

[51] **Int. Cl.⁶** H04B 1/30[52] **U.S. Cl.** 455/324; 455/307; 455/310[58] **Field of Search** 455/324, 316,
455/102, 208, 33.1, 33.2, 281, 289, 302,
310, 307, 295, 296, 317[56] **References Cited****U.S. PATENT DOCUMENTS**

4,653,117 3/1987 Heck 455/209

4 Claims, 1 Drawing Sheet

The invention pertains to a homodyne receiver and a process for direct conversion of angle-modulated carrier signals, especially those that have a d.c.-voltage component in the converted signal (IF). With many types of modulation the (short-time) d.c. component of the conversion signal contains information about the modulating signal. Additional d.c. offsets are usually separated out by using a bandpass for the IF signal. In the process, however, the information-containing d.c. components of the converted signal are lost; as a result the demodulated signal is disturbed and in particular the distortion factor is raised. To avoid this the invention provides that the local oscillator for generating inphase and quadrature signals has a frequency offset from the carrier frequency of the receiver signal so that the frequency differential between carrier and frequency and oscillator frequency is in the transmission band of the bandpass used to suppress undesirable mixes, carrier reminders and d.c. offsets.



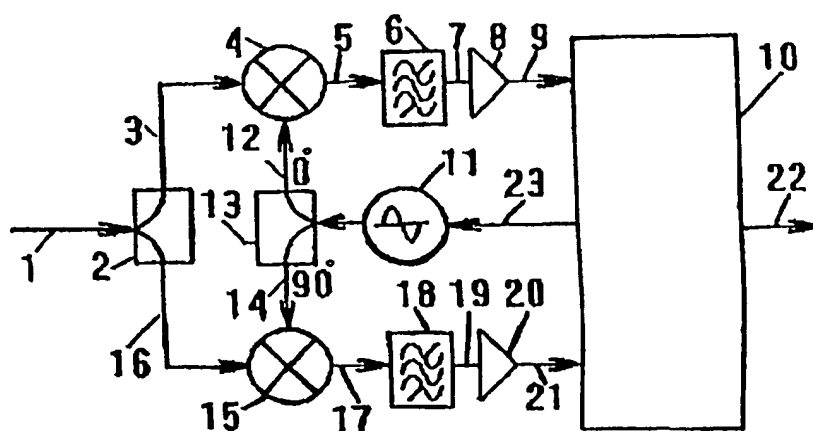


Fig.1

HOMODYNE RECEIVER AND PROCESS FOR DIRECT CONVERSION

BACKGROUND OF THE INVENTION

1. Field of the Invention

The invention relates to a homodyne receiver and to a process for direct conversion (Direct Conversion Receiver), especially of angle-modulated carrier signals, specifically including those in which the converted signal (IF) exhibits a direct voltage component (DC component).

2. Description of the Related Art

Direct Conversion Receivers are known for example from DE 29 02 952 C2. According to this, it is theoretically sufficient to mix the received signal, if required after a preamplification, with the carrier frequency generated by a local oscillator and to separate off any high sum frequencies which arise in this case using a lowpass filter. The filtered signal is intended to correspond to the demodulated signal. The frequency of the local oscillator is intended to be set in a Phase-Locked Loop (PLL) to the carrier frequency. The PLL for frequency and phase locking is required because when using customary reference signal sources there is in principle a relatively large or small frequency offset in relation to the carrier frequency. The synchronization of the local oscillator with the carrier frequency or respectively the frequency of the emitting oscillator must therefore first be forced. To this end, the received carrier is utilized as reference signal for the locking. The error signal used for controlling the local oscillator cannot, if the received signal is very weak and is disturbed on the transmission path, be distinguished from the DC offset arising in the case of the direct conversion of the modulated carrier signal. The PLL locking then fails.

According to GB 2 192 506 the angle-modulated input signal is split into two branches and the frequency of a local oscillator is mixed with the two branches; in this case, a phase shift of the mixed-in frequency of 90° is set for one branch. The mixed signal in the branch without any phase shift is named the in-phase signal (I), and the mixed signal in the branch with phase shift is named the quadrature signal (Q). Lowpass filters and analog/digital converters are provided. The digital signals from both branches are passed to a digital signal processor (DSP). In the latter, the demodulated signal is calculated from the I and Q signals. The I and Q signals also exhibit a DC offset originating from the direct conversion of the modulated carrier signal. Further undesired DC offsets may arise on account of the crosstalk of the local oscillator onto the signal inputs of the mixer and on account of the relative phase relation of the local oscillator to the carrier of the received signal. Any amplifiers which may be inserted if required likewise lead to a further DC offset. The total sum of the DC offset voltages resulting from operating temperature, the aging of the components, phase relation, crosstalk, amplifier offset) may be, in the case of very small input signals, several tens of thousands of times larger than the useful signal, so that an AD converter must have a large dynamic range in order to be able still to resolve the useful signal. Thus, taking in account the required resolution of the useful signal the use of more economic and faster AD converters is substantially ruled out.

For heterodyne receivers, the use of a bandpass filter for the IF signal was proposed for example in WO 88/10033. By this means, all DC components are separated. However, along with the separated DC components, DC components of the converted signal are also separated by the bandpass filters. In the case of many types of modulation, the (short

term) DC component of the converted signal contains information on the modulating signal. Along with the separating of the DC component of the converted signal, information on the modulating signal is also accordingly lost, consequently a considerable disturbance of the demodulated signal takes place. In particular, the nonlinear distortion factor is increased.

EP 0 437 373 A2 relates to a calibration device for homodyne receivers. In this case it is provided, inter alia, to provide in the signal branches for I and Q signals lowpass filters for the suppression of undesired mixing products and carrier residues. In the case of the use of lowpass filters alone, extremely costly AD converters with a large bit length would be required.

According to US 49 44 025, a specific receiver is provided, which, seen in precise terms, can no longer be designated as a homodyne receiver. Rather, an intermediate frequency is generated by the mixing in of the frequency f_{up} . Using an error amplifier, a regulation of the frequency of the local oscillator (f_{offset}) is derived from this intermediate frequency. Quite apart from the fact that in this case a regulation is used, which exhibits the known disadvantages, such as self-oscillation behavior of the regulation, in this case it is provided to drive the local oscillator for the generation of the I and Q signals with a frequency offset (f_{offset}). For this frequency offset it is provided that it is to be greater than one half of the channel width (base band width). This requires either mirror frequency selection, or the spectrum which is per se utilizable cannot fully be used. Especially in the case of narrow channel spacings, interference between neighboring channels is unavoidable.

SUMMARY OF THE INVENTION

The object of the invention is to specify a homodyne receiver and a process for the direct conversion of an especially angle-modulated carrier signal, in which on the one hand component-related and arrangement-related DC offsets are separated off, while on the other hand the actual DC components of the converted signal continue to be preserved for the demodulation.

The object is achieved by a receiver having the features of claim 1 and a process having the features of claim 4.

The homodyne receiver according to the invention exhibits for the received signal a signal divider with which the signal is guided into two signal branches. A local oscillator with a direct and a phase-shifted output (90°) is provided. The outputs of the local oscillator lead to mixers, disposed in the signal branches, for generating the I and Q signals. In the two signal branches, bandpass filters are provided for the suppression of undesired mixing products, carrier residues and DC offsets. Expediently, signal amplifiers are additionally disposed in the two signal branches. The two signal branches are fed to a computer system, preferably a digital signal processor (DSP). Suitable analog/digital converters are expediently disposed between the signal amplifiers and the DSP. The AD conversion can however also take place in the computer system itself.

According to the invention, the local oscillator used exhibits a frequency offset from the carrier frequency of the received signal. In the case of hitherto conventional receivers, attempts were made to avoid this as far as possible. In some cases, costly control loops were even used in order to tune the frequency of the local oscillator as precisely as possible to the carrier frequency. Compared with this, the invention provides an opposite teaching. Bandpass filters are intended to be disposed and the frequency of the local

oscillator is intended to differ from the carrier frequency to such an extent that the actual DC components of the converted signal which would nominally be at the carrier frequency are raised into the pass band of the bandpass filters. Expressed in different terms, the frequency offset is intended to be selected so that it lies within the pass band of the bandpass filters. Accordingly, what matters is not any random offset of the frequency of the local oscillator from the carrier frequency, but that the frequency offset of the local oscillator from the carrier frequency is tuned to the lower pass band of the bandpass filters. On the other hand, however, the frequency of the local oscillator is to be located within the spectrum of the signal to be received, in order not unnecessarily to reduce the blocking interval to the neighboring channel.

As a result of the frequency offset of the local oscillator, the spectrum of the converted signal existing downstream of the mixers is displaced by the frequency offset. As a result of the dimensioning rule according to the invention for the frequency offset, the actual DC component of the converted signal is not separated off with the DC offset. As a result of the selection, according to the invention, of the frequency of the local oscillator in conjunction with the thus executed AC coupling, advantageously the dynamic range for the AD converter is restricted, without losing information on the modulating signal.

As a result of the frequency offset, set according to the invention, of the local oscillator, a distortion of the demodulated signal is intentionally set. This also leads in a direction opposite to the former mode of procedure. The distortion generated by the frequency offset can, in comparison with the remaining distortions, which are separated off by the bandpass filter, be compensated relatively easily in the computer system. As a result of the combination, according to the invention, of an AC coupling on the one hand and the intentional setting of a frequency offset of the local oscillator on the other hand, distortions which are difficult to separate off are replaced by a compensatable distortion. It is possible to use economic AD converters having a dynamic range which is adapted to the dynamic range of the useful signal.

In principle, the frequency offset (difference between frequency of the local oscillator and the carrier frequency) must be located within the pass band of the bandpass filter. The frequency offset must therefore be located between the lower limit frequency and the upper limit frequency of the bandpass filter. Since, with the frequency offset, not only is the DC component of the baseband signal raised, but this applies to all frequencies of the baseband signal, the frequency offset must be selected so that even the greatest (offset) frequency of the baseband signal which is to be expected lies within the pass band of the bandpass filter. It is furthermore necessary to observe the blocking range between neighboring transmission channels. Assuming an ideal bandpass filter, the maximum frequency offset can assume one half of the value of the difference between the channel center spacing and the channel width employed. In the case of a real bandpass filter, the frequency offset must be smaller, as a function of the edge gradient. The edge gradient at the lower limit frequency of the bandpass filter also determines the minimum required frequency offset of the local oscillator.

In the case of the specifically intended applications of the receiver according to the invention for modern mobile radio networks, stringent restrictions for channel center spacing and channel width are prescribed. Typically, the channel width may amount to 60% of the channel spacing. For example, in the case of a channel spacing of 12.5 kHz with

a channel width of 7.5 kHz, the maximum frequency offset can amount to 2.5 kHz using ideal filters. Accordingly, a part of the spectrum is admittedly lost as a result of the bandpass filter, but the information on the actual DC component, which information is more important for demodulation, continues to be preserved.

The homodyne receiver according to the invention exhibits a computer system which is designed for the compensation of the distortion generated by the constant frequency offset of the local oscillator from the carrier frequency.

The distortion generated according to the invention due to the frequency offset is recognizable as an additional steady phase change of the modulated signal. Demodulation can take place, for example, according to the process described in GB 2 192 506. The compensation for the additional steady phase change generated by the constant frequency offset can take place, for example, by means of piece-by-piece mean value formation. In the case of modulation with digital information, the distortion, generated by the constant frequency offset, of the demodulated signal can be determined as the gradient of a compensating straight line in the phase-time graph and compensated for.

According to the process according to the invention, the received signal is mixed with a frequency which differs from the carrier frequency by an intentionally set, specified amount, whereby intentionally a distortion of the demodulated signal is generated. Using a bandpass filter, the causes of the intentionally generated distortions are transmitted, whilst further distortions such as undesired DC offsets, but also undesired mixing products and carrier residues, are separated off. To this end, the baseband signal is displaced by the amount of the frequency offset in particular by the intentionally set frequency offset, in which case the latter is selected so both it and the displaced converted signal, are within the pass band of the bandpass filter.

In particular, the converted baseband is displaced on account of the frequency offset by an amount which is smaller than one half of the value of the difference between the channel center spacing and the channel width employed.

According to the invention, the baseband signal which is displaced by the frequency offset is digitized, demodulated in a digital signal processor and corrected in such a manner that the distortion generated by the frequency offset is compensated. The compensation for distortion, recognizable in the baseband as a steady additional phase change, due to the frequency offset, takes place for example, by piece-by-piece mean value formation with subsequent subtraction. In the case of a modulation with digital information, the distortion generated by the frequency offset is determinable as the gradient of a compensating straight line in the phase-time graph and can thus be compensated.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

An illustrative embodiment of the process according to the invention is explained with reference to the diagrammatic representation in FIG. 1. FIG. 1 shows, in diagrammatic representation, a block diagram of a homodyne receiver with a downstream computer system.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Via the line 1, the received signal is fed to a signal divider 2. In the signal divider 2, the received signal is split into a first component and a second component. The first component is fed via the line 3 to a mixer 4. In the mixer 4, the first

5

signal part is mixed with the signal present at the direct output 12 of the local oscillator 11. As a result of this, the in-phase signal (I) arises at the mixer 4. This signal is fed via the line 5 to the bandpass filter 6. There, undesired mixing products, carrier frequency residues, but also DC offsets are separated off. The filtered signal is fed via the line 7 to a signal amplifier 8. The amplified signal is fed via the line 9, if required after interposition of an AD converter, to the computer system 10. The second signal part generated in the signal divider 2 is fed via the line 16 to the mixer 15. In the mixer 15, the signal of the local oscillator 11, which signal is present at the output 13 of the local oscillator 11 and is fed via the line 14 and is phase-shifted by 90° , is mixed with the second signal part fed via the line 16. The mixing product, which is designated as the quadrature signal (Q), is fed via the line 17 to the bandpass filter 18. The function of the bandpass filter 18 corresponds to that of the above described bandpass filter 6. The filtered Q signal is passed via the line 19 to a signal amplifier 20. From here, if required after analog/digital conversion (not shown), it is fed via the line 21 into the computer system 10. The demodulation by means of the I and Q signals is executed in the computer system 10. In this case, the demodulated signal per se arises, but this is still distorted on account of the frequency offset, provided according to the invention, of the local oscillator. In the phase-time graph, the distortion is recognizable, for example where the modulating signal is speech, as a steady superposed rise in the phase-time graph. This steady rise is determined in the computer system by portionwise mean value formation and can then be compensated (subtracted). The demodulated, distortion-cleared signal is fed via the line 22 to further assemblies.

In a particular design, it can be provided that the local oscillator 11 can be regulated in order to permit "spread spectrum" applications. For this purpose, a control line 23 can lead from the computer system 10 to the local oscillator 11. In this case also, the frequency offset provided according to the invention is preserved.

I claim:

1. Homodyne receiver having a signal divider, a local oscillator with a direct and a phase-shifted output, having two mixers for generating I and Q signals, two bandpass filters for the suppression of undesired mixing products,

6

carrier residues and DC offsets, two signal amplifiers and a computer system for removal of distortion, in which the local oscillator (11) has a frequency offset in relation to the carrier frequency of a received signal, so that the difference frequency between carrier frequency and oscillator frequency lies within the pass band of the bandpass filters (6, 18), characterized in that the difference frequency between carrier frequency and oscillator frequency is smaller than one half of the value of the difference between the channel center spacing and the channel width employed.

2. Homodyne receiver according to claim 1, characterized in that the computer system (10) is designed for a removal of the steady phase change of the modulated signal, which phase change is generated by a constant frequency offset.

3. Homodyne receiver according to claim 1, characterized in that the local oscillator (11) can be regulated for setting two differing carrier frequencies.

4. Process for direct conversion, comprising the steps of

- (a) splitting a received signal into first and second signal branches,
- (b) mixing the first signal branch with the signal of a local oscillator,
- (c) mixing the second signal branch with the signal, displaced by 90° , of the local oscillator,
- (d) bandpass filtering,
- (e) amplifying,
- (f) AD conversion, and
- (g) demodulation,

as well as removal of distortion in a computer system, wherein the signals of both signal branches are raised by an intentionally set frequency offset of the local oscillator from the carrier frequency by the difference amount in the pass band of the bandpass filters, and wherein the thereby arising distortion of the modulated signal takes place in the computer system,

wherein a frequency shift takes place by an amount which is smaller than one half of the value of the difference between the channel center spacing and the channel width employed.

* * * * *

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.